

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-272447

(43)Date of publication of application : 05.10.2001

(51)Int.Cl. G01S 3/46  
H01Q 3/26  
H01Q 21/20

(21)Application number : 2000-087082

(71)Applicant : KODEN ELECTRONICS CO LTD

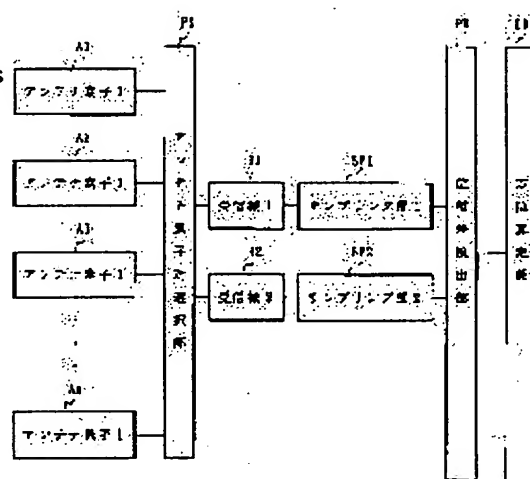
(22)Date of filing : 23.03.2000

(72)Inventor : ARATA SHINTARO

**(54) RADIO AZIMUTH MEASURING INSTRUMENT****(57)Abstract:**

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide a simple and inexpensive radio azimuth measuring instrument.

**SOLUTION:** This instrument is equipped with plural antenna elements, two receivers to which receive signals outputted from the antenna elements are selectively inputted, a selection part which selects one couple ( $A_i$ ,  $A_j$ ) out of the antenna elements in order and selectively inputs the receive signals to the two receivers, and an arithmetic part which computes the phase difference between the receive signals of the selected antenna element couple from the outputs of the two receivers, computes an evaluation function based upon the phase difference between the outputs of the selected antenna element couple obtained from the mode vector of an array antenna, and obtains an angle  $\theta$  of incidence as a measured azimuth. The arithmetic part selects one arbitrary  $Y_{pq}$  out of phase differences of receive signals of sequentially selected antenna couples, uses the difference between this and phase difference  $Y_{pq}$  instead of the mentioned phase difference  $Y_{ij}$ , and uses the difference between this and  $B_{pq}$  ( $\square$ ) corresponding to the mentioned phase difference  $Y_{pq}$  instead of the phase difference  $B_{ij}$  ( $\square$ ) to computes the evaluation function  $P$  ( $\square$ ).

**LEGAL STATUS**

[Date of request for examination]

26.02.2003

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision]

of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2001-272447  
(P2001-272447A)

(43) 公開日 平成13年10月5日 (2001.10.5)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード (参考)
G 0 1 S 3/46		G 0 1 S 3/46	5 J 0 2 1
H 0 1 Q 3/26		H 0 1 Q 3/26	Z
21/20		21/20	

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2000-87082 (P2000-87082)

(22) 出願日 平成12年3月23日 (2000.3.23)

(71) 出願人 000001177

株式会社光電製作所

東京都大田区多摩川2丁目13番24号

(72) 発明者 荒田 慎太郎

神奈川県川崎市幸区小倉1047-1-202

(74) 代理人 100088786

弁理士 櫻井 俊彦

Fターム (参考) 5J021 AA05 AA06 CA06 DB02 DB03

DB04 EA04 FA05 FA14 FA15

FA16 FA17 FA20 FA24 FA26

FA29 FA31 FA32 GA02 GA08

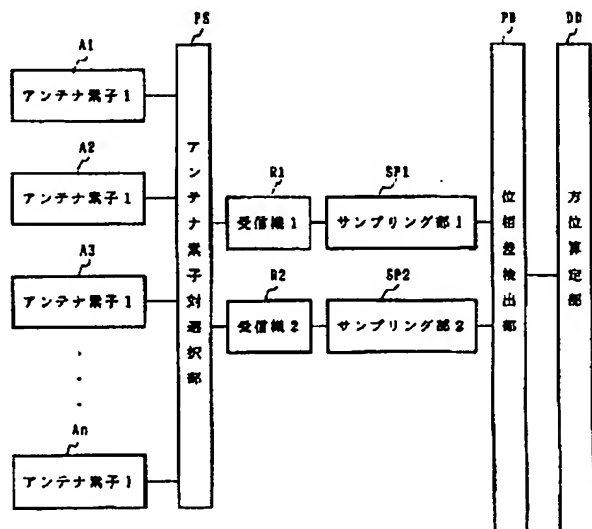
HA03 HA04 HA05 JA10

(54) 【発明の名称】 無線方位測定装置

(57) 【要約】

【課題】 簡易・安価な無線方位測定装置を提供する。

【解決手段】 複数のアンテナ素子と、前記各アンテナ素子から出力される受信信号が選択的に入力される2個の受信機と、各アンテナ素子の中から1対 ( $A_i, A_j$ ) を順次選択して、各受信信号を2個の受信機に選択的に入力させる選択部と、2個の受信機の出力から、上記選択されたアンテナ素子対の受信信号の位相差を算定すると共に、アレーアンテナのモードベクトルから得られる選択されたアンテナ素子対の出力の位相差との差に基づく評価関数を算定し、入射角  $\theta$  を測定方位として得る演算部を備えている。上記演算部は、順次選択されたアンテナ素子対の受信信号の位相差のうちの任意の一つ  $Y_{pq}$  を選択し、上記位相差  $Y_{ij}$  の代わりにこれと位相差  $Y_{pq}$  との差を用いると共に、上記位相差  $B_{ij}(\theta)$  の代わりにこれと上記位相差  $Y_{pq}$  に対応する  $B_{pq}(\theta)$  との差を用いて上記評価関数  $P(\theta)$  を算定する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】複数のアンテナ素子から成るアレーアンテナと、

前記各アンテナ素子から出力される受信信号が選択的に入力される2個の受信機と、

前記各アンテナ素子の中から1対( $A_i, A_j$ )を順次選択して、それぞれの受信信号を前記2個の受信機に選択的に入力させるアンテナ素子対選択部と、

前記2個の受信機の出力から、前記選択されたアンテナ素子対( $A_i, A_j$ )の受信信号の位相差 $Y_{ij}$ を算定すると共に、前記アレーアンテナのモードベクトルから得られる前記選択されたアンテナ素子対( $A_i, A_j$ )の出力の位相差 $B_{ij}(\theta)$ との差に基づく評価関数 $P(\theta)$ を算定し、この評価関数 $P(\theta)$ から入射角 $\theta$ を測定方位として得る演算部とを備えたインターフェロメータ方式の無線方位測定装置において、

前記演算部は、

前記順次選択され、算定されたアンテナ素子対の受信信号の位相差のうち任意の一つ $Y_{pq}$ を選択し、前記位相差 $Y_{ij}$ の代わりにこの位相差 $Y_{ij}$ と前記位相差 $Y_{pq}$ との差を用いると共に、前記位相差 $B_{ij}(\theta)$ の代わりにこの位相差 $B_{ij}(\theta)$ と前記位相差 $Y_{pq}$ に対応する $B_{pq}(\theta)$ との差を用いて前記評価関数 $P(\theta)$ を算定することにより、受信系の較正を不要としたことを特徴とするインターフェロメータ方式の無線方位測定装置。

【請求項2】請求項1において、

前記演算部は、

前記評価関数の算定に際し、前記位相差 $Y_{pq}$ を複数個選択して、それぞれの場合の評価関数を算定し、これらを平均化したものを最終的な評価関数とすることを特徴と

$$Y_{ij} = \langle X_i \cdot X_j^* \rangle; \text{ABS}[\langle X_i \cdot X_j^* \rangle] \quad \dots \dots (1)$$

ただし、 $\langle z \rangle$ は $z$ の算定回数にわたる平均値を表し、 $\text{ABS}[z]$ は $z$ の絶対値を表す。

【0005】また、アレーアンテナのモードベクトルを

$$B_{ij}(\theta) = A_i(\theta) \cdot A_j(\theta) \cdot \text{ABS}[A_i(\theta) \cdot A_j(\theta)^*] \quad \dots \dots (2)$$

【0006】ただし、上記アレーアンテナのモードベクトルの各要素は、電波の到来方向を既知の値 $\theta$ とした場合に、実測や計算によって得られる各アンテナ素子から

$$P_{IF}(\theta) = \sum_i \text{ABS}(Y_{ij} - B_{ij}(\theta)) \quad \dots \dots (3)$$

ただし、記号 $\sum_{i,j} z$ は $i, j$ の組合せについての $z$ の総和を意味する。そして、(3)式の評価関数 $P$

$_{IF}(\theta)$ を最小にする $\theta$ の値が電波の到来方位として検出される。

【0008】図2の無線方位測定装置では、受信機 $R1 \sim Rn$ から複素受信電圧 $X1 \sim Xn$ が出力され、これらについて、サンプリング部 $SP1 \sim SPn$ においてサンプリングとデジタル化が行われ、この複素受信電圧について、位相差検出部 $PD$ と方位算定部 $DD$ において、(1)式～(3)式の演算が行われる。

するインターフェロメータ方式の無線方位測定装置。

## 【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、電波監視などの分野で利用される無線方位測定装置に関するものである。

【0002】

【従来の技術】電波監視などの分野では、電波の到来方向を感知する無線方位測定装置が使用されている。このような無線方位測定装置の一つの典型例であるインターフェロメータ方式の無線方位測定装置の一例は、3個以上の複数のアンテナ素子を所定の配列で配置し、各アンテナ素子が受信した電波の位相差を検出することにより、この電波の到来方向を感知するように構成されている。

【0003】すなわち、このようなインターフェロメータ方式の無線方位測定装置の典型的な一例は、図2に示すように、 $n$ 個のアンテナ素子 $A1 \sim An$ と、 $n$ 個の受信機 $R1 \sim Rn$ と、 $n$ 個のサンプリング部 $SP1 \sim SPn$ と、位相差検出部 $PD$ と、方位算定部 $DD$ と、較正信号発生部 $CS$ と、 $n$ 個の信号切替部 $S1 \sim Sn$ とから構成されている。アンテナ素子 $A1 \sim An$ から出力される受信信号 $x1 \sim xn$ が対応の受信機 $R1 \sim Rn$ とサンプリング部 $SP1 \sim SPn$ で処理され、複素受信電圧ベクトル $X = [X1, X2, X3 \dots Xn]^t$ が生成される。

【0004】得られた複素受信電圧ベクトル $X = [X1, X2, X3 \dots Xn]^t$ から任意のアンテナ素子対 $A_i, A_j$ に対応する複素受信電圧 $X_i, X_j$ を選択すれば、このアンテナ素子対の位相差 $Y_{ij}$ は(1)式のように表現される。

$A(\theta) = [A1(\theta), A2(\theta) \dots An(\theta)]^t$ と表すと、任意のアンテナ素子対 $A_i, A_j$ に対応する位相差 $B_{ij}(\theta)$ は次式で与えられる。

$$\dots \dots (2)$$

出力される複素受信電圧である。

【0007】上記(1)式と(2)式とから次の(3)式で与えられる評価関数 $P_{IF}(\theta)$ が定義される。

$$\dots \dots (3)$$

【0009】実際には、各受信機や、各サンプリング部の特性や接続ケーブルの長さのばらつきなどによって位相差が発生し、これが検出方位に測定誤差を発生させる。このような位相差を較正するために、図2に示すように、各アンテナ素子の後に切替部 $S1 \sim Sn$ を設置し、対応のアンテナ素子 $A1 \sim An$ から出力される受信信号の代わりに、較正信号発生部 $CS$ から出力される較正信号を信号経路の切替えによって各受信機 $R1 \sim Rn$ に入力させ、この場合の位相差 $(Y_{ij})_0$ を算定してメモリに保存しておく。そして、引き続いて行う実測によ

って得た実測値から、保存中の位相差 ( $Y_{11}$ ) を減算することにより、実測値に対する較正が行われる。

【0010】図2に示すように、実測値の較正のために必要となる構成要素なども含めると無線方位測定装置全体のハードウェア量が増大し、測定装置全体が大型かつ高価になる。そこで、ハードウェア量の圧縮を図るために、図3に示すような構成が採用されている。

【0011】すなわち、受信機とサンプリング部を2系統だけ設置し、アンテナ素子対選択部PSによって各アンテナ素子の中からアンテナ素子対を選択して2系統の受信機とサンプリング部とに接続することにより、限られた台数の受信機とサンプリング部とを時分割的に共用し、これによって、高価な受信機とサンプリング部の設置台数を節減している。ただし、この時分割共用化の構成では、全アンテナ素子対の選択にある程度の時間がかかるので、その間到来電波が存続していることが必要である。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】従来の無線方位測定装置では、図2の構成から図3の構成のように変更を加えることにより、受信機とサンプリング部のハードウェア量はかなり低減される。しかしながら、較正信号発生部や、切替部など較正用のハードウェアは依然として残り、装置全体の製造費用のかかなりの部分を占めるという問題がある。

【0013】特に、ビルの鉄塔上などに設置される切替部及びアンテナ素子選択部と、屋上や屋内に設置される受信機との間は、場合によっては百メートルにも及ぶ長大なケーブルで接続される。また、受信機と同一箇所に設置される較正信号発生部からの較正信号を切替部に供給するために、同一の長さのケーブルを敷設しなければならない。ところが、このようなケーブルは、一般に広帯域特性が要求されるために高価なものとなり、装置全体の費用を増大させるという問題がある。従って、本発明の一つの目的は、較正用のハードウェア量を低減することにより、装置全体の製造費用を低減することにある。

【0014】また、較正対象の位相差 ( $Y_{11}$ ) は信号の周波数や、受信信号のレベルや、温度変化などの環境に依存して変化する。このため、較正信号について予め算定し保存しておくデータ量を低減したり、較正に要する時間を短縮するために、受信機の周波数特性を均一化したり、広い入力レベルにわたって入出力特性の直線化を図ったり、温度変化に対する安定化などを行う必要があり、この結果、受信機の製造費用が高価になるという問題がある。従って、本発明の他の目的は、製造・維持費用の高価な特別な受信機を必要としない無線方位測定装置を提供することにある。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記従来技術の課題を解

決する本発明の無線方位測定装置は、複数のアンテナ素子から成るアレーアンテナと、前記各アンテナ素子から出力される受信信号が選択的に入力される2個の受信機と、前記各アンテナ素子の中から1対 ( $A_1, A_2$ ) を順次選択して、それぞれの受信信号を前記2個の受信機に選択的に入力させるアンテナ素子対選択部と、前記2個の受信機の出力から、前記選択されたアンテナ素子対 ( $A_1, A_2$ ) の受信信号の位相差  $Y_{11}$  を算定すると共に、前記アレーアンテナのモードベクトルから得られる前記選択されたアンテナ素子対 ( $A_1, A_2$ ) の出力の位相差  $B_{11}(\theta)$  との差に基づく評価関数  $P(\theta)$  を算定し、この評価関数  $P(\theta)$  から入射角  $\theta$  を測定方位として得る演算部とを備えたインターフェロメータ方式の無線方位測定装置である。

【0016】そして、上記演算部は、上記順次選択され、算定されたアンテナ素子対の受信信号の位相差のうち任意の一つ  $Y_{11}$  を選択し、上記位相差  $Y_{11}$  の代わりにこの位相差  $Y_{11}$  と上記位相差  $Y_{11}$  との差を用いると共に、上記位相差  $B_{11}(\theta)$  の代わりにこの位相差  $B_{11}(\theta)$  と上記位相差  $Y_{11}$  に対応する  $B_{11}(\theta)$  との差を用いて評価関数  $P(\theta)$  を算定することにより、受信系の較正を不要とするように構成されている。

【0017】

【発明の実施の形態】本発明の好適な実施の形態によれば、上記演算部は、上記評価関数の算定に際し、上記位相差  $Y_{11}$  を複数個選択して、それぞれの場合の評価関数を算定し、これらを平均化したものを最終的な評価関数とすることにより、雑音の影響を一層軽減して検出精度を高めるように構成されている。

【0018】

【実施例】図1は、本発明の一実施例の無線方位測定装置の構成を示す機能ブロック図である。この無線方位測定装置は、 $n$  個のアンテナ素子  $A_1 \sim A_n$  と、アンテナ素子対選択部PSと、2個の受信機R1、R2と、同じく2個のサンプリング部SP1、SP2と、位相差検出部PDと、方位算定部DDとを備えている。

【0019】 $n$  個のアンテナ素子  $A_1 \sim A_n$  からは、受信信号  $x_1 \sim x_n$  が出力され、これらの受信信号のうちの1対  $x_1, x_2$  がアンテナ素子対選択部PSで選択され、受信信号  $x_1$  は受信機R1に、受信信号  $x_2$  は受信機R2に供給される。さらに受信機R1、R2の出力がそれぞれサンプリング部SP1、SP2でデジタル信号に変換され、得られた複素電圧  $X_{11}$  と  $X_{21}$  が後段の位相差検出部PDに供給される。

【0020】上記1対のアンテナ素子は、アレーアンテナにおけるアンテナ素子の配置と受信周波数においてアンテナ素子間に発生する位相差を考慮し、隣接するものどうしがベアリングされるだけでなく、最遠方のものどうしがベアリングされたりする。また、アンテナ素子対選択部の製造の容易さなども考慮され、全ての組合せが

実現される場合だけでなく、一部の組合せだけが実現される場合もある。

【0021】位相差検出部PDは、前段のサンプリング

$$Y_{ij} = \langle X_{1i} \cdot X_{2j}^* \rangle / \text{ABS}[\langle X_{1i} \cdot X_{2j}^* \rangle] \quad \dots (4)$$

さらに、位相差検出部PDは、上記アンテナ素子対の位相差のうち任意のアンテナ素子対間の位相差 $Y_{pq}$ を選択し、以下の(5)式で与えられる $Y_{ij}$ と $Y_{pq}$ との位相差

$$Z_{ij} = Y_{ij} \cdot Y_{pq}^* \quad \dots (5)$$

【0022】さらに、位相差検出部PDは、上記(2)式に従って算定済みのモードベクトル間の位相差 $B_{ij}(\theta)$ と、上記任意のアンテナ素子対 $Y_{pq}$ に対応する位

$$C_{ij}(\theta) = B_{ij}(\theta) \cdot B_{pq}^*(\theta) \quad \dots (6)$$

【0023】方位算定部DDは、前述した(1)式で与えられる位相差 $Y_{ij}$ と、(2)式で与えられる位相差 $B_{ij}(\theta)$ の代わりに、上記(5)式で与えられる $Z_{ij}$ と

$$PP_{IF}(\theta) = \sum_j \text{ABS}[Z_{ij} - C_{ij}(\theta)] \quad \dots (7)$$

そして、方位算定部DDは、(7)式の評価関数 $PP_{IF}(\theta)$ を最小にする $\theta$ の値を電波の到来方位として検出する。

【0024】上記(7)式では、受信系に含まれる位相遅延量が相殺されて除去され、このため、自動的に較正が行われたと同一の結果となる。すなわち、受信機R

$$X_{1i} = V_{1i} \exp(j(\phi_i + \alpha)) \quad \dots (8)$$

$$X_{2j} = V_{2j} \exp(j(\phi_j + \beta)) \quad \dots (9)$$

【0025】(8)式と(9)式とを(4)式、に代入すると、

$$\begin{aligned} Y_{ij} &= \exp(j(\phi_i + \alpha)) \cdot \exp(-j(\phi_j + \beta)) \\ &= \exp(j(\phi_i - \phi_j) + j(\alpha - \beta)) \quad \dots (10) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} Y_{pq} &= \exp(j(\phi_p + \alpha)) \cdot \exp(-j(\phi_q + \beta)) \\ &= \exp(j(\phi_p - \phi_q) + j(\alpha - \beta)) \quad \dots (11) \end{aligned}$$

【0026】(10)式と(11)式を(5)式に代入すると、

$$\begin{aligned} Z_{ij} &= Y_{ij} \cdot Y_{pq}^* \\ &= \exp(j(\phi_i - \phi_j) + j(\alpha - \beta)) \cdot \exp(-j(\phi_p - \phi_q) - j(\alpha - \beta)) \\ &= \exp(j(\phi_i - \phi_j) - j(\phi_p - \phi_q)) \quad \dots (12) \end{aligned}$$

【0027】(12)式から明らかなように、受信系1, 2の各位相遅延量 $\alpha, \beta$ は、互いに相殺されて除去されることにより、 $Z_{ij}$ 中には含まれなくなる。このように、受信系1, 2の各位相遅延量 $\alpha, \beta$ が互いに相殺されて除去されるため、従来の無線方位測定装置においてこの $\alpha, \beta$ を予め測定しておくために必要であった較正用のハードウェアが一切不要になる。

【0028】(7)式では、アンテナ素子対 $A_p, A_q$ を任意の対に固定した。しかしながら、このアンテナ素

$$PPP_{IF}(\theta) = \sum_p \sum_q \sum_j \text{ABS}[Z_{ij} - C_{ij}(\theta)] \quad \dots (13)$$

として算定される。そして、この新たな評価関数 $PPP_{IF}(\theta)$ を最小とする $\theta$ が到来方位として検出される。この新たな評価関数においては、特定のアンテナ素子に発生する雑音の影響がアンテナ素子間の平均化によって軽減され、方位検出精度が一層向上する。

【0030】以下では、図1に示した実施例について行った計算機シミュレーションによる確認の結果を、図4

部SP1, SP2のそれぞれから供給された複素受信電圧 $X_{1i}, X_{2j}$ から、次の(4)式で表される位相差 $Y_{ij}$ を算定する。

$Z_{ij}$ を算定し、この算定結果を後段の方位算定部DDに渡す。

相違 $B_{pq}(\theta)$ との位相差 $C_{ij}(\theta)$ を算定し、この算定結果を後段の方位算定部DDに渡す。

(6)式で与えられる $C_{ij}(\theta)$ とから評価関数 $PP_{IF}(\theta)$ を算定する。

1、サンプリング部SP1及び信号線とから成る受信系1内の位相遅延量を $\alpha$ とし、受信機R2、サンプリング部SP2及び信号線とから成る受信系2内の位相遅延量を $\beta$ とする。この場合、上記実測された複素受信電圧 $X_{1i}$ と $X_{2j}$ は、次式で与えられる。

子対を固定することなく、測定に使用するアンテナ素子対からアンテナ素子対 $A_p, A_q$ を複数選択しながら評価関数を算定し、これらの評価関数を平均したものを最終的な評価関数として算定することにより、雑音の影響を更に軽減して測定精度を高めることができる。

【0029】すなわち、測定に使用するアンテナ素子対から選択されたアンテナ素子対 $A_p, A_q$ ごとに(7)式の評価関数 $PP_{IF}(\theta)$ が算定され、これらの総和が新たな評価関数

乃至図7を参照しながら説明する。

【0031】図4は、この計算機シミュレーションで想定した各アンテナ素子の配置を示す平面図である。5個のアンテナ素子1～5が水平面内に想定した円周上に等間隔で配置されている。到来電波の周波数は、対応の半波長 $(\lambda/2)$ が、最隣接のアンテナ素子間の直線距離に等しくなる値とする。また、アンテナ素子の対は、素

子1と3、2と4、3と5、4と1、5と2という一つ跳びに組合された5対とする。また、受信系1と2との間に250°の位相差が設定されている。さらに、受信電波は方位150°から到来し、信号のS/Nは10dBで、データの平均回数は20回とする。

【0032】図5は、(3)式の $P_{IF}(\theta)$ について、 $\text{LOG}_{10}(1/P_{IF}(\theta))$ の計算結果をプロットしたグラフである。図6は、(7)式の $PP_{IF}(\theta)$ について、 $\text{LOG}_{10}(1/PP_{IF}(\theta))$ の計算結果をプロットしたグラフである。図7は(13)式の $PPP_{IF}(\theta)$ について、 $\text{LOG}_{10}(1/PPP_{IF}(\theta))$ の計算結果をプロットしたグラフである。

【0033】図5のグラフは、図2や図3に示すように、相当のハードウェアを使用して理想的な較正を行った場合の結果である。これに対して、この実施例の無線方位測定装置について行ったシミュレーション結果を示す図6と図7のグラフは、較正を全く行わない場合の結果であるが、これらは図5の場合と遜色ない結果となっている。

【0034】このように、実測開始前の較正が不要となったため、較正用のハードウェアが不要になる。同時に、従来装置のように、メモリに保存しておく較正用データの量を低減したり、較正に要する時間を短縮するために、受信機R1～Rnの周波数特性を均一化したり、入出力特性の直線領域を拡大したり、温度特性を安定にしたりすることの必要性が軽減される。この結果、受信機R1～Rnとして、特別な受信機を必要とせず、普通の周波数特性や温度安定性を有する簡易・安価なものを使用できる。

【0035】以上、説明の便宜上、位相差検出部と、方位算定部が個別に構成される場合を例示した。しかしながら、これら各部をマイクロコンピュータなどによって実現される一体の処理部として構成することもできる。

【0036】

【発明の効果】以上詳細に説明したように、本発明の無線方位測定装置は、二つの受信系から得られる受信電圧の位相差 $Y_{ij}$ と、モードベクトルの位相差 $B_{ij}(\theta)$ の

代わりに、 $Y_{ij}Y_{pq}^*$ と $B_{ij}(\theta)B_{pq}(\theta)^*$ を用いて評価関数 $P(\theta)$ を算定する構成であるから、この評価関数の中で、各受信系に含まれる位相差が互いに相殺され、除去される。この結果、各受信系に含まれる位相差を較正するための、較正信号発生部や、高性能で高価なケーブルや、切替部などのハードウェアが一切不要となり、装置全体の製造費用が大幅低減される。

【0037】さらに、本発明の無線方位測定装置では、受信機として普通の周波数特性、入出力の直線性や温度安定性を有する簡易・安価なものを使用でき、この点においても、測定装置全体としての製造費用が低減されるという効果も奏される。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施例の無線方位測定装置の構成を示す機能ブロック図である。

【図2】従来の無線方位測定装置の構成の一例を示す機能ブロック図である。

【図3】従来の無線方位測定装置の構成の他の一例を示す機能ブロック図である。

【図4】本発明の効果を確認するための電子計算機シミュレーションに使用したアンテナ素子の配列を示す平面図である。

【図5】上記電子計算機シミュレーションによって得られた従来の評価関数である。

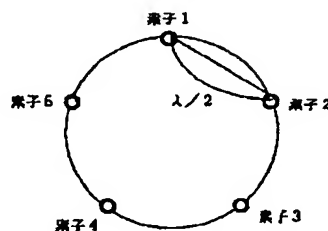
【図6】上記電子計算機シミュレーションによって得られた本発明の一実施例による評価関数である。

【図7】上記電子計算機シミュレーションによって得られた本発明の他の実施例による評価関数である。

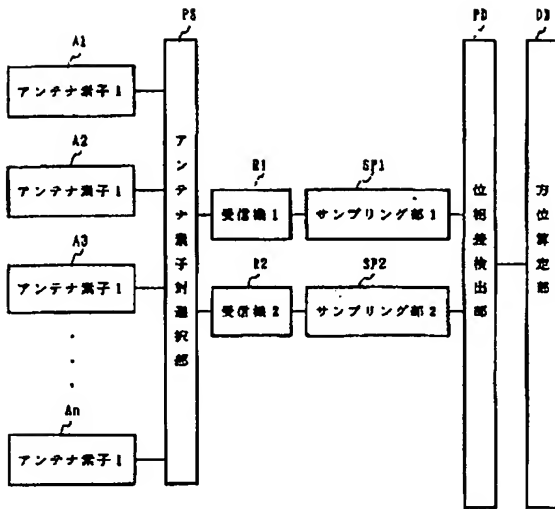
【符号の説明】

A1～An	アンテナ素子
R1～Rn	受信機
SP1～SPn	サンプリング部
PS	アンテナ素子対選択部
PD	位相差検出部
DD	方位算定部
CS	較正信号発生部
S1～Sn	切替部

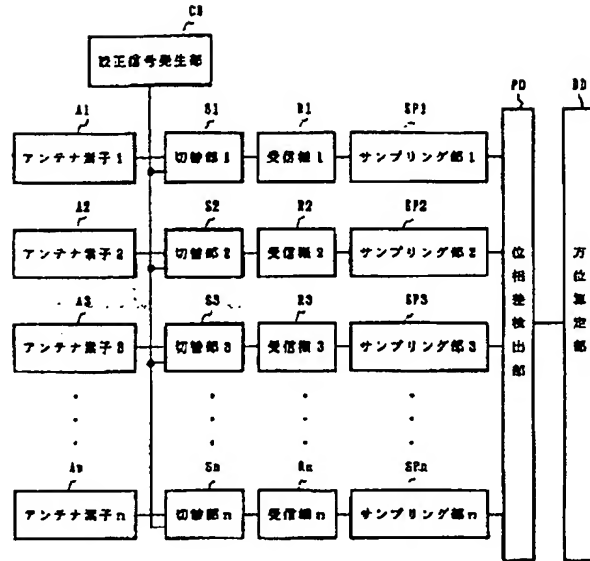
【図4】



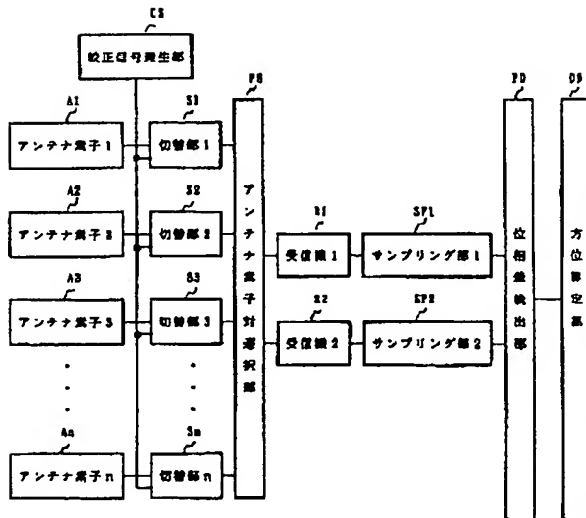
【図1】



【図2】

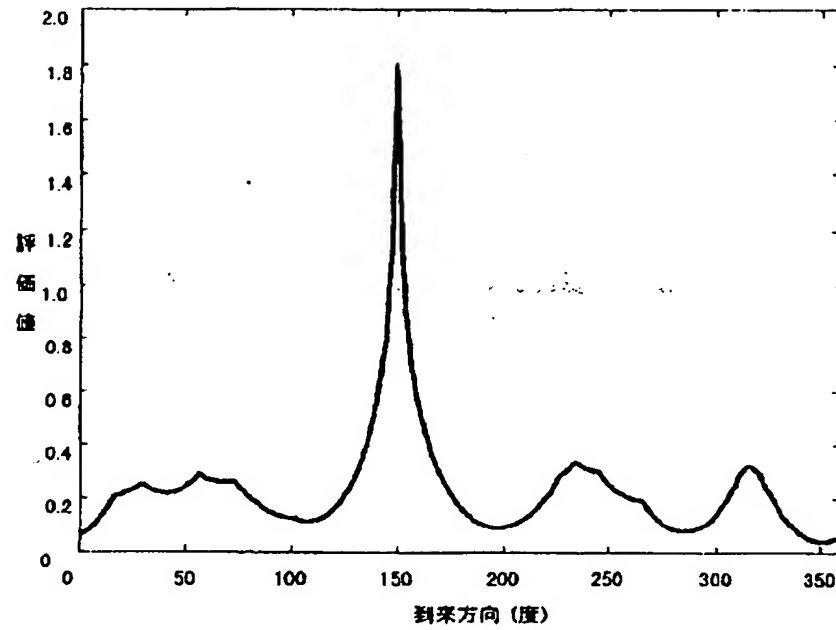


【図3】

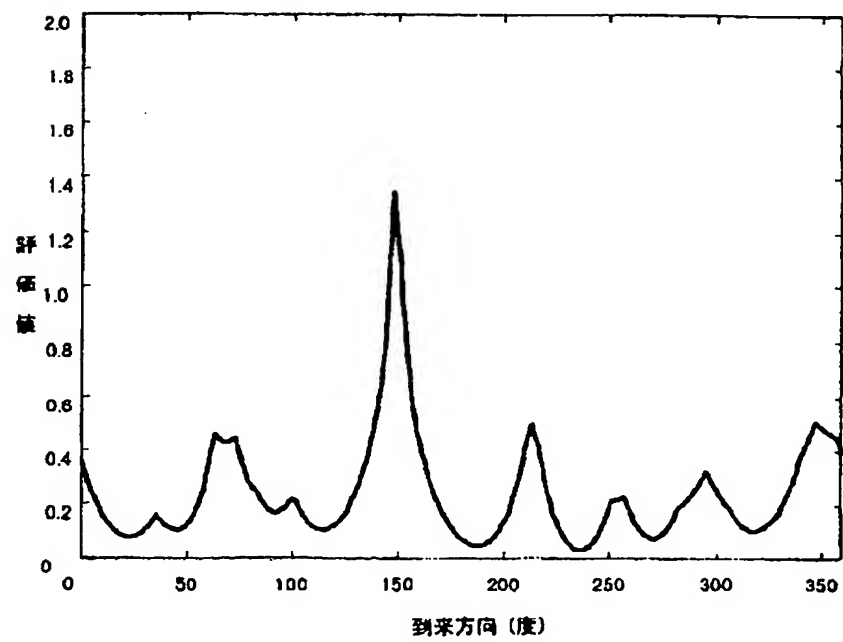




【図5】



【図6】



【図7】

